

• Japanese Patent Application Laid-Open No. 10-75226 (1998)

“Orthogonal Frequency Division Multiplexing Signal Demodulator”

The following is an extract relevant to the present application.

5

A demodulator for demodulating an orthogonal frequency division multiplexing signal transmitting a pilot signal using a predetermined subcarrier among subcarriers used for a transmission, comprising:

10 a Fourier transform circuit demodulating a multiplexed signal by Fourier transforming said orthogonal frequency division multiplexing signal;

a pilot generating circuit generating a pilot signal in synchronization with an output of said Fourier transform circuit;

15 a first divider calculating a transmission line characteristic to the subcarrier used for the transmission of the pilot signal by dividing an output of said Fourier transform circuit by an output of said pilot generating circuit;

a delay time calculating circuit calculating a maximum delay time of a delay wave component included in a received signal;

20 a band variable subcarrier filter controlling a passband in the subcarrier direction based on an output of said delay time calculating circuit, extracting only a necessary component from an output of said first divider, and calculating transmission line characteristics for all subcarriers, and

a second divider outputting a demodulated signal by dividing an output of said Fourier transform circuit by an output of said band variable subcarrier filter.

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 10 - 7 5 2 2 6

(43) 公開日 平成 10 年 (1998) 3 月 17 日

(51) Int. Cl. ⁶

識別記号

庁内整理番号

FI

技術表示箇所

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

審査請求

有

請求項の数 9

OL

(全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平8-231005

(22) 出願日 平成 8 年 (1996) 8 月 30 日

(71) 出願人 395017298

株式会社次世代デジタルテレビジョン放送
システム研究所

東京都港区赤坂5丁目2番8号

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 林 健一郎

東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社次
世代デジタルテレビジョン放送システム研
究所内

(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外5名)

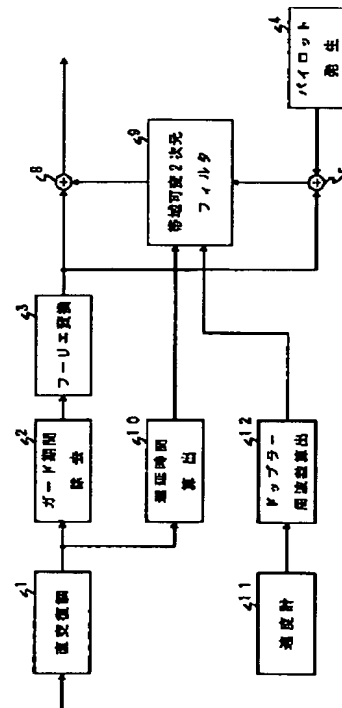
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重信号復調装置

(57) 【要約】

【課題】 伝送路におけるマルチパス干渉の影響による歪を補正すると共に、伝送路特性の時間変動にも追従し、なおかつ耐雑音性を改善する。

【解決手段】 OFDM信号をフーリエ変換回路3でフーリエ変換し、これと同期してパイロット発生回路4でパイロット信号を発生し、除算器5でフーリエ変換信号をパイロット信号で除算することにより、パイロット信号の伝送に用いたサブキャリアに対する伝送路特性を算出する。一方、遅延時間算出回路10で受信信号中の遅延波成分の最大遅延時間を、ドップラー周波数算出回路12で伝送路特性の時間変動の大きさをそれぞれ算出し、これらの算出結果に基づき帯域可変2次元フィルタ9で除算器5の出力をフィルタリングし、全サブキャリアに対する伝送路特性を算出する。さらに、除算器8でフーリエ変換回路3の出力を帯域可変2次元フィルタ9の出力で除算することにより復調信号を得る。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 伝送に使用するサブキャリアのうち所定のサブキャリアを用いてパイロット信号を伝送する直交周波数分割多重信号を復調する復調装置であって、

前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、多重伝送された信号を復元するフーリエ変換回路と、

前記フーリエ変換回路の出力と同期して、パイロット信号を発生するパイロット発生回路と、

前記フーリエ変換回路の出力を前記パイロット発生回路の出力で除算することにより、パイロット信号の伝送に用いたサブキャリアに対する伝送路特性を算出する第 1 の除算器と、

受信信号に含まれる遅延波成分の最大遅延時間を算出する遅延時間算出回路と、

前記遅延時間算出回路の出力に基づいて、サブキャリア方向の通過帯域を制御し、前記第 1 の除算器の出力から必要な成分のみを抽出すると共に、全サブキャリアに対する伝送路特性を算出する帯域可変サブキャリアフィルタと、

前記フーリエ変換回路の出力を前記帯域可変サブキャリアフィルタの出力で除算することにより、復調信号を出力する第 2 の除算器とを具備することを特徴とする直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項 2】 伝送に使用するサブキャリアのうち所定のサブキャリアを用いてパイロット信号を伝送する直交周波数分割多重信号を復調する復調装置であって、

前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、多重伝送された信号を復元するフーリエ変換回路と、

前記フーリエ変換回路の出力と同期して、パイロット信号を発生するパイロット発生回路と、

前記フーリエ変換回路の出力を前記パイロット発生回路の出力で除算することにより、パイロット信号の伝送に用いたサブキャリアに対する伝送路特性を算出する第 1 の除算器と、

伝送路特性の時間変動の大きさを算出するドップラー周波数算出回路と、

前記ドップラー周波数算出回路の出力に基づいて、シンボル方向の通過帯域を制御し、前記第 1 の除算器の出力から必要な成分のみを抽出すると共に、全サブキャリアに対する伝送路特性を算出する帯域可変シンボルフィルタと、

前記フーリエ変換回路の出力を前記帯域可変シンボルフィルタの出力で除算することにより、復調信号を出力する第 2 の除算器とを具備することを特徴とする直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項 3】 伝送に使用するサブキャリアのうち所定のサブキャリアを用いてパイロット信号を伝送する直交周波数分割多重信号を復調する復調装置であって、

前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、多重伝送された信号を復元するフーリエ変換回路と、

前記フーリエ変換回路の出力と同期して、パイロット信号を発生するパイロット発生回路と、

前記フーリエ変換回路の出力を前記パイロット発生回路の出力で除算することにより、パイロット信号の伝送に用いたサブキャリアに対する伝送路特性を算出する第 1 の除算器と、

10 受信信号に含まれる遅延波成分の最大遅延時間を算出する遅延時間算出回路と、

伝送路特性の時間変動の大きさを算出するドップラー周波数算出回路と、

前記遅延時間算出回路及び前記ドップラー周波数算出回路の出力に基づいて、サブキャリア方向及びシンボル方向の通過帯域を制御し、前記第 1 の除算器の出力から必要な成分のみを抽出すると共に、全サブキャリアに対する伝送路特性を算出する帯域可変 2 次元フィルタと、

20 前記フーリエ変換回路の出力を前記帯域可変 2 次元フィルタの出力で除算することにより、復調信号を出力する第 2 の除算器とを具備することを特徴とする直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項 4】 前記帯域可変 2 次元フィルタは、前記ドップラー周波数算出回路の出力に基づいて、シンボル方向の通過帯域を制御する帯域可変シンボルフィルタと、前記遅延時間算出回路の出力に基づいて、サブキャリア方向の通過帯域を制御する帯域可変サブキャリアフィルタとを備えることを特徴とする請求項 3 記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

30 【請求項 5】 さらに、前記第 2 の除算器の出力を所定のしきい値で判定する判定回路と、

前記フーリエ変換回路の出力と同期して、前記パイロット発生回路の出力と前記判定回路の出力とを切り替え、前記第 1 の除算器に供給するスイッチとを具備することを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

40 【請求項 6】 前記遅延時間算出回路は、前記直交周波数分割多重信号に含まれるガード期間信号と、有効シンボル期間信号との相関を利用して、受信信号に含まれる遅延波成分の最大遅延時間を算出することを特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項 7】 前記遅延時間算出回路は、パイロット信号のサブキャリア方向の変化を検出することにより、受信信号に含まれる遅延波成分の最大遅延時間を算出することを特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

50 【請求項 8】 前記ドップラー周波数算出回路は、本装置を搭載した物体の移動速度に基づいて、伝送路特性の時間変動の大きさを算出することを特徴とする請求項 1

乃至7のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【請求項9】 前記ドップラー周波数算出回路は、パイロット信号のシンボル方向の変化を検出することにより、伝送路特性の時間変動の大きさを算出することと特徴とする請求項1乃至7のいずれかに記載の直交周波数分割多重信号復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重信号復調装置に関し、より特定的には、受信側における伝送路特性の補正に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、移動体向けのデジタル音声放送や、地上系のデジタルテレビジョン放送において、直交周波数分割多重（以下、OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplex））伝送方式が注目されている。

【0003】OFDMは、伝送するデジタルデータで、互いに直交する多数のサブキャリアを搬調し、それらの搬調波を多重して伝送する方式である。そして、使用するサブキャリアの数が数百～数千と多くなると、各々の搬調波のシンボル周期は極めて長くなるため、マルチパス干渉の影響を受けにくいという特徴を有している。

【0004】以下、OFDM伝送方式の原理について、図7から図8を参照して説明する。図7は、OFDM伝送方式の原理的な構成を示すブロック図である。図7において、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わす。

【0005】まず、OFDM搬調装置61において、フーリエ逆変換回路71は、1シンボル分の送信データを周波数領域の信号とみなし、フーリエ逆変換することにより、有効シンボル期間信号を生成する。

【0006】ガード期間付加回路72は、各シンボル毎に有効シンボル期間信号の後部をコピーし、ガード期間信号として有効シンボル期間信号の前に付加することにより、基底帯域（以下、ベースバンド）のOFDM信号を生成する。

【0007】ベースバンドOFDM信号波形例及びガード期間付加の様子を図8に示す。このガード期間の存在により、ガード期間長以下の遅延時間を有する遅延波に対してはシンボル間干渉が発生しないため、マルチパス干渉への耐性がさらに強められる。

【0008】直交搬調回路73は、ベースバンドOFDM信号の実部と虚部で、互いに直交する二つのキャリアを搬調した後、加え合わせることで、中間周波数（以下、IF（Intermediate Frequency））帯域の信号に周波数変換する。

【0009】アップコンバータ62は、IF帯域信号を無線周波数（以下、RF（Radio Frequency））帯域信

号に周波数変換し出力する。チューナ64は、伝送路63を経由して受信されたRF帯域信号をIF帯域信号に周波数変換し、OFDM復調装置65に出力する。

【0010】OFDM復調装置65において、直交復調回路81は、IF帯域信号を互いに直交する二つのキャリアを用いてベースバンドOFDM信号に復調する。ガード期間除去回路82は、ベースバンドOFDM信号から、送信側で付加されたガード期間を除去し、有効シンボル期間信号を抽出する。フーリエ変換回路83は、有効シンボル期間信号を時間領域の信号とみなし、フーリエ変換したものを受信データとして出力する。

【0011】しかしながら、このような原理的な構成では、伝送路においてマルチパス干渉が発生した場合、遅延波の遅延時間がガード期間長以下であればシンボル間干渉は発生しないが、各サブキャリアの振幅及び位相は歪みを受けるため、正確にデータを復調することができなくなる。

【0012】そこで、従来から、送信側で伝送信号中にパイロット信号を挿入し、受信側でそれを用いて伝送路において受けた歪みを補正し、正確にデータを復調する手法が開示されている（例えば、アイ・イー・イー・コンファレンス・パブリケーション 413 第122頁から第128頁（IEE Conf. Publ. No.413 P.122-128 1995））。以下、そのようなOFDM伝送方式及び従来のOFDM復調装置の構成及び動作について、図9から図10を参照して説明する。

【0013】図9は、伝送信号内におけるパイロット信号配置の一例を示す模式図である。図9において、横軸は周波数、縦軸は時間を表わし、黒丸はパイロット信号を伝送するサブキャリア、白丸はデータを伝送するサブキャリアを表わす。また、インデックスkはサブキャリアの番号、インデックスnはシンボルの番号を表わす。この例では、以下の（1）式を満たすインデックスk=k_pのサブキャリアにパイロット信号を配置している。

【0014】

【数1】

$$K_p = 3(n \bmod 4) + 12p \quad \dots (1)$$

（1）式において、pは任意の非負整数である。ここでパイロット信号は、振幅及び位相が受信側で既知であればよく、全てのパイロット信号が同一である必要はない。

【0015】以下では、第n番目のシンボルの第k番目のサブキャリアで伝送される信号をx(n, k)、これに対する伝送路の特性をH(n, k)、雑音をn(n, k)、受信信号をy(n, k)と表わす。このときこれらの間には、次の（2）式の関係が成立する。

【0016】

【数2】

$$y(n, k) = x(n, k)H(n, k) + n(n, k) \quad \dots (2)$$

【0017】図10は、従来のOFDM復調装置の構成

を示すブロック図である。図10において、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わす。図10において、直交復調回路1は、互いに直交する二つのキャリアを用いて、図示されていないチューナによって周波数変換された1F帯域信号を、ベースバンドOFDM信号に復調する。ガード期間除去回路2は、ベースバンドOFDM信号から送信側で付加されたガード期間を除去し、有効シンボル期間信号を抽出する。フーリエ変換回路3は、有効シンボル期間信号を時間領域の信号とみなし、フーリエ変換したものを受信信号として出力する。

【0018】パイロット発生回路4は、フーリエ変換回路3が(1)式を満たすインデックス $k=k_p$ のサブキャリアに相当する信号 $y_p(n, k_p)$ を出力するのにタイミングを合わせて、パイロット信号 $x_p(n, k_p)$ を発生する。除算器5は、 $y_p(n, k_p)$ を $x_p(n, k_p)$ で割ることにより、受信側で推定される伝送路特性 $H_p'(n, k_p)$ を算出する。このとき $H_p'(n, k_p)$ は以下の(3)式のように表わされる。

【0019】

【数3】

$$H_p'(n, k) = \frac{y_p(n, k_p)}{x_p(n, k_p)} = H_p(n, k_p) + \frac{n_p(n, k_p)}{x_p(n, k_p)} \quad \dots (3)$$

【0020】シンボルフィルタ6及びサブキャリアフィルタ7は、それぞれシンボル方向及びサブキャリア方向にフィルタリング処理を施すことにより、パイロット信号が伝送されているサブキャリア(図9の黒丸)に対してのみ算出された $H_p'(n, k_p)$ を内挿し、全サブキャリアに対する伝送路特性 $H'(n, k)$ を求める。除算器8は受信信号 $y(n, k)$ を伝送路特性 $H'(n, k)$ で割ることにより、伝送路における影響を補正した復調信号 $x'(n, k)$ を求め出力する。

【0021】

【発明が解決しようとする課題】前述のような従来の手法では、受信パイロット信号 $y_p(n, k_p)$ をもとに推定した伝送路特性 $H_p'(n, k_p)$ を内挿して得られる伝送路特性 $H'(n, k)$ により、伝送路特性による影響を補正している。しかしながら、 $H_p'(n, k)$ は(3)式からも明らかなように、雑音 $n_p(n, k_p)$ による分だけ実際の伝送路特性 $H_p(n, k_p)$ とは異なる。したがって、それから算出される復調信号 $x'(n, k)$ には、受信信号 $y(n, k)$ に含まれる本来の雑音成分 $n(n, k)$ に、伝送路特性の推定誤差による雑音成分が重畳されるため、耐雑音性が劣化する。

【0022】そこで本発明は、伝送路におけるマルチパ

ス干渉の影響による歪を補正すると共に、伝送路特性の時間変動にも追従し、なおかつ耐雑音性に優れるOFDM復調装置を提供することを目的とする。

【0023】

【課題を解決するための手段】この課題を解決するために本発明に係るOFDM復調装置は、以下のように構成される。

(1)伝送に使用するサブキャリアのうち所定のサブキャリアを用いてパイロット信号を送送する直交周波数分割多重信号を復調する復調装置であって、前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、多重伝送された信号を復元するフーリエ変換回路と、前記フーリエ変換回路の出力と同期して、パイロット信号を発生するパイロット発生回路と、前記フーリエ変換回路の出力を前記パイロット発生回路の出力で除算することにより、パイロット信号の伝送に用いたサブキャリアに対する伝送路特性を算出する第1の除算器と、受信信号に含まれる遅延波成分の最大遅延時間を算出する遅延時間算出回路と、前記遅延時間算出回路の出力に基づいて、サブキャリア方向の通過帯域を制御し、前記第1の除算器の出力から必要な成分のみを抽出すると共に、全サブキャリアに対する伝送路特性を算出する帯域可変サブキャリアフィルタと、前記フーリエ変換回路の出力を前記帯域可変サブキャリアフィルタの出力で除算することにより、復調信号を出力する第2の除算器とを具備して構成される。

【0024】(2)伝送に使用するサブキャリアのうち所定のサブキャリアを用いてパイロット信号を送送する直交周波数分割多重信号を復調する復調装置であって、前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、多重伝送された信号を復元するフーリエ変換回路と、前記フーリエ変換回路の出力と同期して、パイロット信号を発生するパイロット発生回路と、前記フーリエ変換回路の出力を前記パイロット発生回路の出力で除算することにより、パイロット信号の伝送に用いたサブキャリアに対する伝送路特性を算出する第1の除算器と、伝送路特性の時間変動の大きさを算出するドップラ一周波数算出回路と、前記ドップラ一周波数算出回路の出力に基づいて、シンボル方向の通過帯域を制御し、前記第1の除算器の出力から必要な成分のみを抽出すると共に、全サブキャリアに対する伝送路特性を算出する帯域可変シンボルフィルタと、前記フーリエ変換回路の出力を前記帯域可変シンボルフィルタの出力で除算することにより、復調信号を出力する第2の除算器とを具備して構成される。

【0025】(3)伝送に使用するサブキャリアのうち所定のサブキャリアを用いてパイロット信号を送送する直交周波数分割多重信号を復調する復調装置であって、前記直交周波数分割多重信号をフーリエ変換することにより、多重伝送された信号を復元するフーリエ変換回路

と、前記フーリエ変換回路の出力と同期して、パイロット信号を発生するパイロット発生回路と、前記フーリエ変換回路の出力を前記パイロット発生回路の出力で除算することにより、パイロット信号の伝送に用いたサブキャリアに対する伝送路特性を算出する第1の除算器と、受信信号に含まれる遅延波成分の最大遅延時間を算出する遅延時間算出回路と、伝送路特性の時間変動の大きさを算出するドップラー周波数算出回路と、前記遅延時間算出回路及び前記ドップラー周波数算出回路の出力に基づいて、サブキャリア方向及びシンボル方向の通過帯域を制御し、前記第1の除算器の出力から必要な成分のみを抽出すると共に、全サブキャリアに対する伝送路特性を算出する帯域可変2次元フィルタと、前記フーリエ変換回路の出力を前記帯域可変2次元フィルタの出力で除算することにより、復調信号を出力する第2の除算器とを具備して構成される。

【0026】(4)(3)の構成にあつては、前記帯域可変2次元フィルタは、前記ドップラー周波数算出回路の出力に基づいて、シンボル方向の通過帯域を制御する帯域可変シンボルフィルタと、前記遅延時間算出回路の出力に基づいて、サブキャリア方向の通過帯域を制御する帯域可変サブキャリアフィルタとを備える構成とする。

【0027】(5)(1)から(4)のいずれかの構成にあつては、さらに、前記第2の除算器の出力を所定のしきい値で判定する判定回路と、前記フーリエ変換回路の出力と同期して、前記パイロット発生回路の出力と前記判定回路の出力とを切り替え、前記第1の除算器に供給するスイッチとを具備する構成とする。

【0028】(6)(1)から(5)のいずれかの構成にあつては、前記遅延時間算出回路は、前記直交周波数分割多重信号に含まれるガード期間信号と、有効シンボル期間信号との相関を利用して、受信信号に含まれる遅延波成分の最大遅延時間を算出する構成とする。

【0029】(7)(1)から(5)のいずれかの構成にあつては、前記遅延時間算出回路は、パイロット信号のサブキャリア方向の変化を検出することにより、受信信号に含まれる遅延波成分の最大遅延時間を算出する構成とする。

【0030】(8)(1)から(7)のいずれかの構成にあつては、前記ドップラー周波数算出回路は、本装置を搭載した物体の移動速度に基づいて、伝送路特性の時間変動の大きさを算出する構成とする。

【0031】(9)(1)から(7)のいずれかの構成にあつては、前記ドップラー周波数算出回路は、パイロット信号のシンボル方向の変化を検出することにより、伝送路特性の時間変動の大きさを算出する構成とする。

【0032】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、図1から図6を参照して説明する。但し、これらの

図中では、太線の矢印は複素数信号を表わし、細線の矢印は実数信号を表わす。また、各構成要素の動作に必要なクロック等の一般的な制御信号は、説明が繁雑になるのを防ぐために省略している。さらに以下では、有効シンボル期間を T_{es} 、ガード期間長を T_g 、シンボル期間長を T_s と表わす。

【0033】(第1の実施の形態)図1は、本発明の第1の実施の形態におけるOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

10 【0034】図1において、図示されていないチューナによって周波数変換されたIF帯域信号は、直交復調回路1に供給される。この直交復調回路1の出力は2系統に分配され、それぞれガード期間除去回路2及び遅延時間算出回路10に供給される。

20 【0035】このガード期間除去回路2の出力はフーリエ変換回路3に供給され、このフーリエ変換回路3の出力は2系統に分配され、それぞれ除算器5、8に供給される。パイロット信号発生回路4の出力は、除算器5に供給される。除算器5の出力は、帯域可変2次元フィルタ9に供給される。

【0036】一方、速度計11の出力は、ドップラー周波数算出回路12に供給される。このドップラー周波数算出回路12の出力は、帯域可変2次元フィルタ9に供給される。

【0037】上記遅延時間算出回路10の出力は、帯域可変2次元フィルタ9に供給される。帯域可変2次元フィルタ9の出力は、除算器8に供給される。この除算器8の出力は、復調信号として外部に出力される。

30 【0038】図2は、図1における帯域可変2次元フィルタ9の内部構成を示すブロック図である。図2において、帯域可変2次元フィルタ9の外部からの第1の入力(ドップラー周波数算出回路12の出力)は、帯域可変シンボルフィルタ21に供給される。帯域可変2次元フィルタ9の外部からの第2の入力(除算器5の出力)は、帯域可変シンボルフィルタ21に供給される。帯域可変シンボルフィルタ21の出力は、帯域可変サブキャリアフィルタ22に供給される。

40 【0039】帯域可変2次元フィルタ9の外部からの第3の入力(遅延時間算出回路10の出力)は、帯域可変サブキャリアフィルタ22に供給される。帯域可変サブキャリアフィルタ22の出力は、帯域可変2次元フィルタ9の出力として外部に出力される。

50 【0040】帯域可変シンボルフィルタ21において、外部からの第1の入力(除算器5の出力)は、減算器31に供給される。減算器31の出力は、係数器32に供給される。外部からの第2の入力(ドップラー周波数算出回路12の出力)は、係数器32に供給される。係数器32の出力は、加算器33に供給される。加算器33の出力は、1シンボル遅延回路34に供給され、同時に帯域可変シンボルフィルタ21の出力となる。1シンボ

ル遅延回路34の出力は、減算器31及び加算器33に供給される。

【0041】帯域可変サブキャリアフィルタ22において、外部からの第1の入力（帯域可変シンボルフィルタ21の出力）は、サブキャリアフィルタ41、42、43に供給される。サブキャリアフィルタ41、42、43の出力はいずれもセクタ44に供給される。外部からの第2の入力（遅延時間算出回路10の出力）は、セクタ44に供給される。セクタ44の出力は、帯域可変サブキャリアフィルタ22の出力となる。

【0042】図3は、図1における遅延時間算出回路10の内部構成を示すブロック図である。図3において、遅延時間算出回路10の外部からの入力（直交復調回路1の出力）は、1有効シンボル期間遅延回路51及び乗算器53に供給される。1有効シンボル期間遅延回路51の出力は、複素共役回路52に供給される。複素共役回路52の出力は、乗算器53に供給される。乗算器53の出力は、係数器54に供給される。係数器54の出力は、加算器55に供給される。

【0043】加算器55の出力は、1シンボル遅延回路56及び絶対値回路58に供給される。1シンボル遅延回路56の出力は、係数器57に供給される。係数器57の出力は、加算器55に供給される。絶対値回路58の出力は、判定回路59に供給される。判定回路59の出力は、遅延時間算出回路10の出力となる。

【0044】以上のように構成された図1のOFDM復調装置について、以下、その動作を説明する。図1において、直交復調回路1は、図示されていないチューナによって周波数変換された1F帯域信号を、互いに直交する二つのキャリアを用いて、ベースバンドOFDM信号に復調する。ガード期間除去回路2は、ベースバンドOFDM信号から、送信側で付加されたガード期間を除去し、有効シンボル期間信号を抽出する。フーリエ変換回路3は、有効シンボル期間信号を時間領域の信号とみなし、フーリエ変換したものを受信信号として出力する。

【0045】パイロット発生回路4は、フーリエ変換回路3が（1）式を満たすインデックス $k=k_p$ のサブキャリアに相当する信号 $y_p(n, k_p)$ を出力するのにタイミングを合わせて、パイロット信号 $x_p(n, k_p)$ を発生する。除算器5は、 $y_p(n, k_p)$ を $x_p(n, k_p)$ で割ることにより、受信側で推定される伝送路特性 $H_p'(n, k_p)$ を算出する。

【0046】速度計11は、本復調装置を移動体に搭載した場合、移動体の速度 v を計測する。ドップラー周波数算出回路12は、移動体の速度 v から、（4）式により最大ドップラー周波数 f_d を算出し、それをもとに後述の考えに基づいて係数 α を発生する。

【0047】

【数4】

$$f_d = \frac{v}{c} f \quad \dots (4)$$

（4）式において、 c は光速、 f は伝送に使用する周波数を表わす。

【0048】遅延時間算出回路10は、ベースバンドOFDM信号から、ガード期間の信号と有効シンボル期間の信号との相関を利用して、マルチパスの遅延時間を算出し、それに基づいて制御信号 S を発生する。

【0049】帯域可変2次元フィルタ9は、ドップラー周波数算出回路12が出力する係数 α 、及び遅延時間算出回路10が出力する制御信号 S に基づいて設定された通過帯域特性を有するシンボル方向及びサブキャリア方向のフィルタ21、22を備え、これらを用いてフィルタリング処理を施す。これにより、パイロット信号が伝送されているサブキャリア（図9の黒丸）に対してのみ算出された $H_p'(n, k_p)$ を内挿し、全キャリアに対する伝送路特性 $H'(n, k)$ を求める。

【0050】除算器8は受信信号 $y(n, k)$ を伝送路特性 $H'(n, k)$ で割ることにより、伝送路における影響を補正した復調信号 $x'(n, k)$ を求め出力する。図2において、帯域可変シンボルフィルタ21は、減算器31、係数器32、加算器33、及び1シンボル遅延回路34から構成される無限インパルス応答（以下、IIR（Infinite Impulse Response））フィルタであり、係数器の係数 α を制御することにより、その周波数特性を変化させることができる。

【0051】また、帯域可変サブキャリアフィルタ22は、異なる通過帯域特性を有するサブキャリアフィルタ41～43と、制御信号 S に基づいてそれらの出力から1つを選択するセクタから構成される。サブキャリアフィルタ41～43は、例えば、異なるタップ係数を有するサブキャリア方向の有限インパルス応答（以下、FIR（Finite Impulse Response））フィルタで実現することができる。

【0052】ここで、図1における帯域可変2次元フィルタ9の通過帯域特性の設定法について図4を用いて説明する。図4において、横軸は図9の横軸の周波数とフーリエ変換対の関係にある時間であり、縦軸は図9の縦軸の時間とフーリエ変換対の関係にある周波数である。

【0053】前述のように、パイロット信号が伝送されているサブキャリア（図9の黒丸）に対してのみ算出された $H_p'(n, k_p)$ を内挿し、全キャリアに対する伝送路特性 $H'(n, k)$ を求めるためには、パイロット信号がまばらに配置されていることによって生じる折り返し成分を除去するようなフィルタリングを行えばよい。例えば図9の例では、シンボル方向には $1/(4T_s)$ を通過帯域とし、サブキャリア方向には $T_{es}/3$ を通過帯域とするフィルタがこれに相当する。

【0054】しかしながら伝送路特性の帯域を考慮すると、図4に示すように、シンボル方向には、移動体の速

度から(4)式によって求まる最大ドップラー周波数 f_d の2倍を通過帯域とし、キャリア方向にはマルチパスの最大遅延時間 δ を通過帯域とするフィルタにより内挿処理を行なえば、伝送路におけるマルチパス干渉の影響による歪を補正すると共に、伝送路特性の時間変動にも追従し、なおかつ、通過帯域外の雑音成分を抑圧することができる。

【0055】そのため、マルチパスの最大遅延時間 δ 及びドップラー周波数 f_d の少なくとも一方が小さい場合には、フィルタの通過帯域特性が固定されている従来例に比べ伝送路特性 $H'(n, k)$ の推定誤差を小さくすることができるので、復調特性の耐雑音性を改善することができる。

【0056】次に、図1における遅延時間算出回路10の動作について図3及び図5を用いて説明する。図3に示すように遅延時間算出回路10は、ベースバンドOFDM信号と、その1有効シンボル期間 T_{es} だけ遅延された信号との共役複素乗算、シンボル方向のIIRフィルタ、及び絶対値演算により、それらの信号の相関信号の絶対値を算出する。

【0057】図5において、 $G_0 \sim G_2$ はガード期間の信号を表わし、 $S_0 \sim S_2$ は有効シンボル期間の信号を表わす。また、(a)は図3内の1有効シンボル遅延回路51の入力ベースバンドOFDM信号中の希望波成分を、(b)は(a)の1有効シンボル遅延信号を、

(c)は絶対値回路58の出力相関信号中のこれら希望波成分に対応した成分をそれぞれ表わす。このとき、有効シンボル期間後部の信号とガード期間信号とは同じ信号であるので、相関信号(c)にはそれらに対応する部分のみに信号成分が現われる。

【0058】(d)～(f)はベースバンドOFDM信号中の遅延波成分に対する(a)～(c)と同様の波形であり、相関信号(f)には(c)に対して遅延波の遅延時間 δ だけ遅れた部分にのみ信号成分が現われる。絶対値回路58の出力信号は(c)と(f)とを加え合わせたものとなるので、(g)のような波形となる。

【0059】図3中の判定回路59は、絶対値回路58の出力があるしきい値を超えてから再びしきい値を下回るまでの時間を計測し、それからガード期間長 T_g を差し引くことにより遅延波の遅延時間 δ を算出し、前述の考えに基づいて最適な通過帯域を有するキャリアフィルタを選択するための制御信号Sを発生する。

【0060】(第2の実施の形態)図6は、本発明の第2の実施の形態におけるOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。尚、この実施の形態におけるOFDM復調装置の構成は除算器8の復調信号出力をあるしきい値で判定する判定回路13、及びフーリエ変換回路3が(1)式を満たすインデックス $k=k_p$ のサブキャリアに相当する信号 $y_p(n, k_p)$ を出力するのにタイミングを合わせて、パイロット発生回路4の出力を除算

器5に供給し、その他のときは判定回路13の出力を除算器5に供給するスイッチ14を追加した以外は、第1の実施の形態と同様であるので、その構成の説明は省略する。

【0061】本実施の形態においては、第1の実施の形態と異なり、全キャリアから直接伝送路特性 $H'(n, k)$ を求めることができるので、帯域可変2次元フィルタ9は内挿処理を行なう必要はなく、雑音抑圧のためのフィルタリングのみを行なえばよい。

10 【0062】このとき、図9の例ではシンボル方向に $1/(4T_s)$ という、パイロット信号がまばらに配置されていることによって生じる折り返し成分を除去するためのシンボルフィルタの通過帯域の上限がなくなるので、第1の実施の形態に比べて伝送路の時間的変化への追従性を高めることができる。

20 【0063】尚、図1及び図6のOFDM復調装置では、ドップラー周波数 f_d は速度計11が出力する移動体の速度 v をもとにして求め、遅延時間 δ はガード期間の信号と有効シンボル期間の信号との相関を利用して求めたが、これらは他の手法、例えば、パイロット信号のシンボル方向及びサブキャリア方向の変化を観測することなどによっても求めることができる。

30 【0064】また、図2においては、シンボル方向にはIIRフィルタの係数を制御し、サブキャリア方向には通過帯域特性の異なる複数のFIRフィルタの出力を切り替えることで、帯域可変2次元フィルタ9を実現したが、これは他の手法、例えば、シンボル方向には通過帯域特性の異なる複数のFIRフィルタの出力を切り替え、サブキャリア方向にはIIRフィルタの係数を制御することなどで実現することも可能である。

【0065】加えて、図2においては、シンボル方向のフィルタリング処理を施した後にサブキャリア方向のフィルタリング処理を施しているが、この順序は逆であっても構わない。

40 【0066】また、本実施の形態では、最大遅延時間 δ 及びドップラー周波数 f_d の二つのパラメータを算出し、それぞれによりサブキャリア方向及びシンボル方向の2次元フィルタの通過帯域特性を制御する構成を例にとり説明したが、これらはそれぞれ1次元で単独に使用しても構わない。

50 【0067】また、以上では、伝送路の時間変動の要因として本復調装置を搭載した物体の移動を考慮し、本復調装置はそれに追従して伝送路特性を補正することができることを説明したが、チューナの位相雑音による変動もそのふるまいは移動による変動に似ている(ただし、振幅変動はない)ため、シンボル方向のフィルタの通過帯域を位相雑音を考慮して制御すれば、それによる時間変動に追従することも可能である。さらに、以上の説明では、図9に示すパイロット信号配置を例にとり説明したが、他の配置であってもよいことはいうまでもない。

【0068】

【発明の効果】 以上のように本発明によれば、シンボル方向には最大ドップラー周波数を通過帯域とし、サブキャリア方向にはマルチパスの最大遅延時間を通過帯域とするフィルタリングを行なうことにより、伝送路におけるマルチパス干渉の影響による歪を補正すると共に、伝送路特性の時間変動にも追従し、なおかつ、通過帯域外の雑音成分を抑圧することができる。そのため、伝送路特性の推定誤差を小さくすることができ、従来例に比べ復調特性の耐雑音性を改善することができるという顕著な効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1の実施の形態におけるOFDM復調装置の構成例を示すブロック図である。

【図2】 図1における帯域可変2次元フィルタ9の内部構成例を示すブロック図である。

【図3】 図1における遅延時間算出回路10の内部構成例を示すブロック図である。

【図4】 図2における帯域可変2次元フィルタ9の通過帯域特性の設定の原理を示す模式図である。

【図5】 図3における遅延時間算出回路10の動作を説明するためのもので、(a)はベースバンドOFDM信号中の希望波成分、(b)は(a)の1有効シンボル期間遅延信号、(c)は(a)及び(b)に対応する相関

成分、(d)はベースバンドOFDM信号中の遅延波成分、(e)は(d)の1有効シンボル期間遅延信号、(f)は(d)及び(e)に対応する相関成分、(g)は(c)及び(f)を加え合わせた相関信号を示す波形図である。

【図6】 本発明の第2の実施の形態におけるOFDM復調装置の構成例を示すブロック図である。

【図7】 OFDM伝送方式の原理的な構成例を示すブロック図である。

10 【図8】 OFDM信号の時間波形例を示す波形図である。

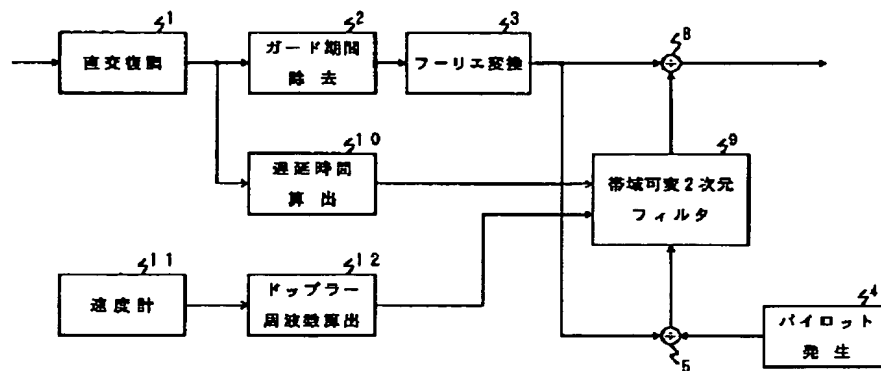
【図9】 パイロット信号配置例を示す模式図である。

【図10】 従来のOFDM復調装置の構成例を示すブロック図である。

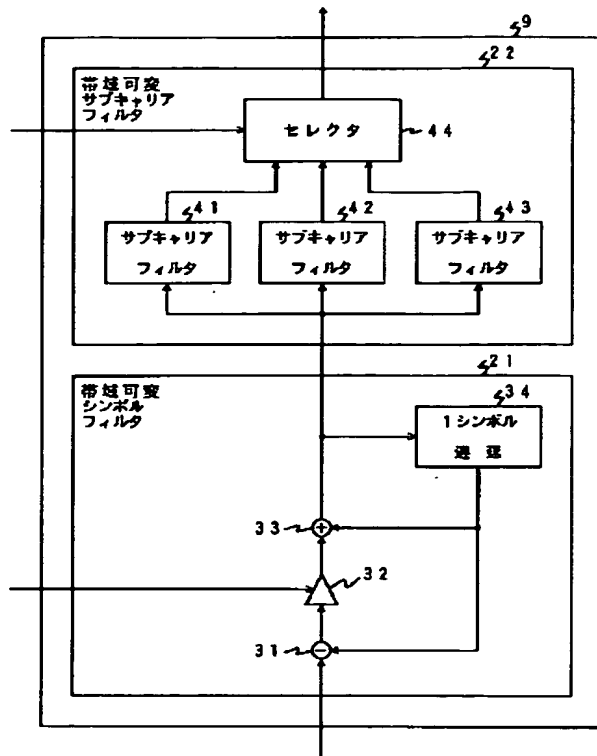
【符号の説明】

- 1…直交復調回路
- 2…ガード期間除去回路
- 3…フーリエ変換回路
- 4…パイロット発生回路
- 20 5、8…除算器
- 9…帯域可変2次元フィルタ
- 10…遅延時間算出回路
- 11…速度計
- 12…ドップラー周波数算出回路

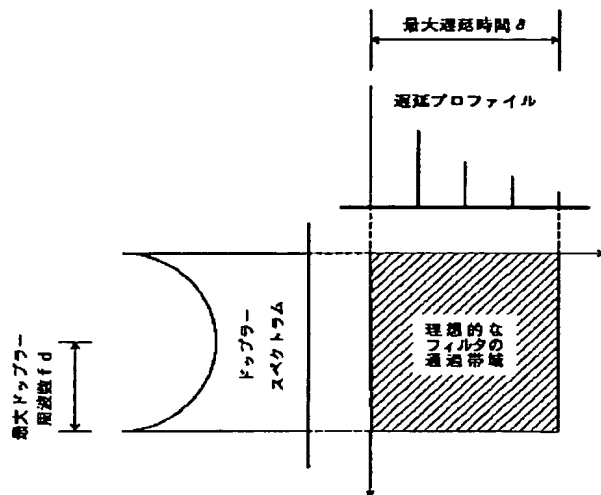
【図1】



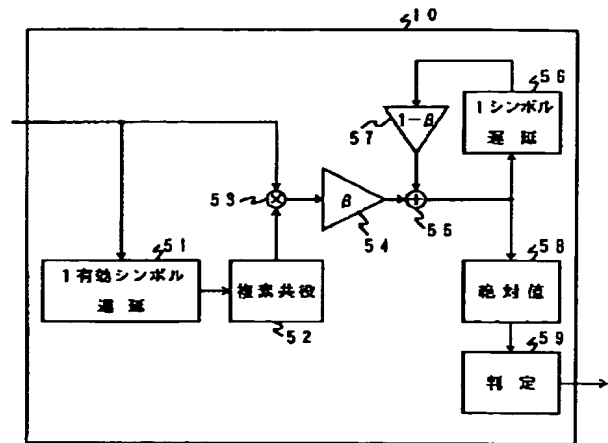
【図2】



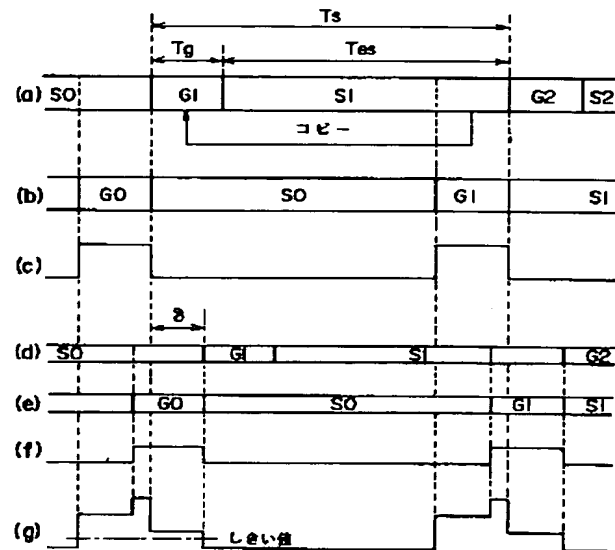
【図4】



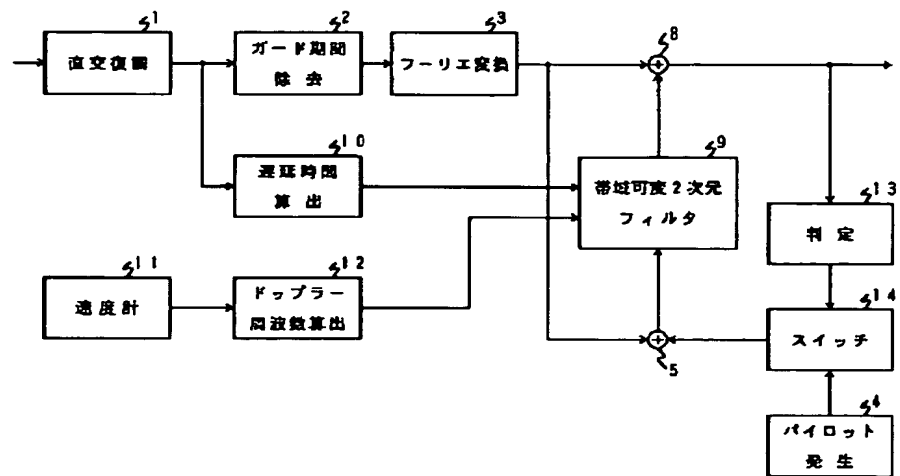
【図3】



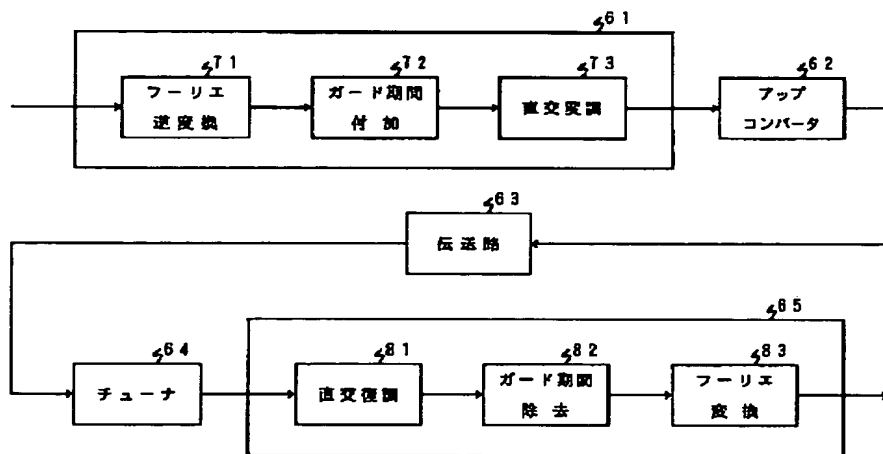
【図5】



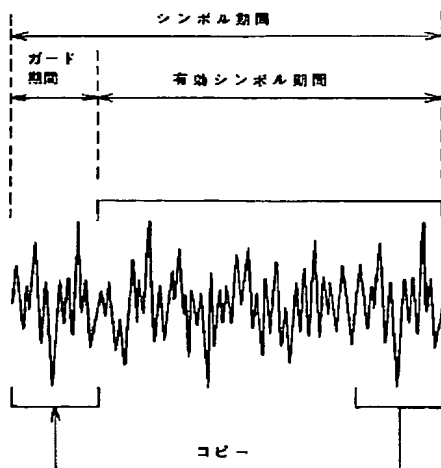
【図6】



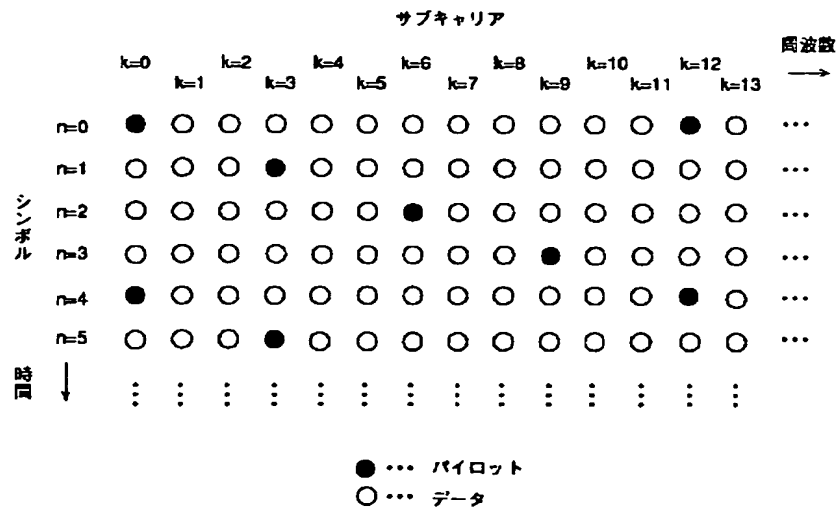
【図7】



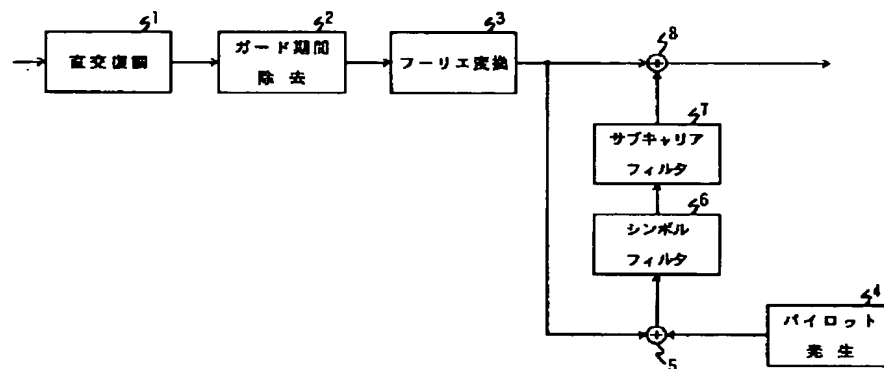
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

(72)発明者 木村 知弘
東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 影山 定司
東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 原田 泰男
東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 木曾田 晃
東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 坂下 誠司
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内